

This Page Is Inserted by IFW Operations
and is not a part of the Official Record

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images may include (but are not limited to):

- BLACK BORDERS
- TEXT CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES
- FADED TEXT
- ILLEGIBLE TEXT
- SKEWED/SLANTED IMAGES
- COLORED PHOTOS
- BLACK OR VERY BLACK AND WHITE DARK PHOTOS
- GRAY SCALE DOCUMENTS

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

**As rescanning documents *will not* correct images,
please do not report the images to the
Image Problems Mailbox.**

(19)

JAPANESE PATENT OFFICE

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11) Publication number: **09064845 A**

(43) Date of publication of application: **07.03.97**

(51) Int. Cl. **H04J 13/04**
H04L 7/00

(21) Application number: **07216842**

(22) Date of filing: **25.08.95**

(71) Applicant: **MATSUSHITA ELECTRIC IND CO LTD**

(72) Inventor: **NISHI RYUZO**

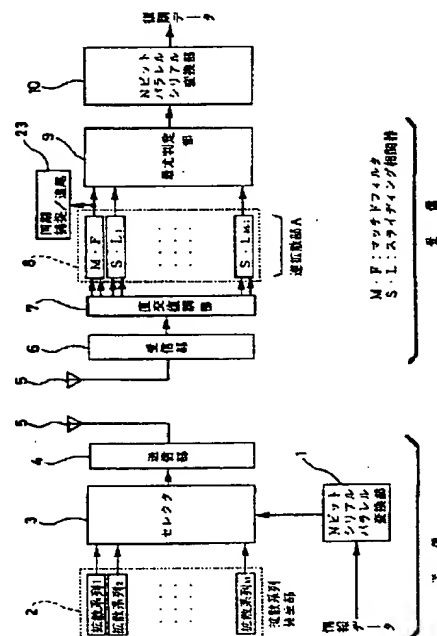
(54) **SPREAD SPECTRUM COMMUNICATION
EQUIPMENT FOR HIGH SPEED TRANSMISSION**

(57) Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide a spread spectrum communication equipment for high speed transmission in which data are sent at a high speed without causing large scale increase in the equipment scale and deterioration in the communication quality and anti-fading characteristic is improved.

SOLUTION: A signal spread by one spread series for each of combination of transmission data in plural bits is received by an antenna and converted into a base band signal. An inverse spread section 8 preparing the same spread series as a spread series used by a transmitter side applies inverse spread processing to each spread series. A matched filter M.F is applied only to the inverse spread processing by one spread series and a sliding correlation device S.L is used to apply inverse spread processing by other spread series entirely. A synchronization acquisition/tracking section 23 conducts inverse spread processing by using an inverse spread output by the matched filter and the sliding correlation device is operated in an extracted timing. A maximum likelihood discrimination section 9 detects a maximum inverse spread output level among the inverse spread output levels of each spread series and converts combination of data corresponding to the spread series into serial data and the data are reproduced.

COPYRIGHT: (C)1997,JPO



(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平9-64845

(43) 公開日 平成9年 (1997) 3月7日

(51) Int. Cl. ⁶	識別記号	庁内整理番号	F I	技術表示箇所
H 0 4 J 13/04			H 0 4 J 13/00	G
H 0 4 L 7/00			H 0 4 L 7/00	C

審査請求 未請求 請求項の数12 O L (全 26 頁)

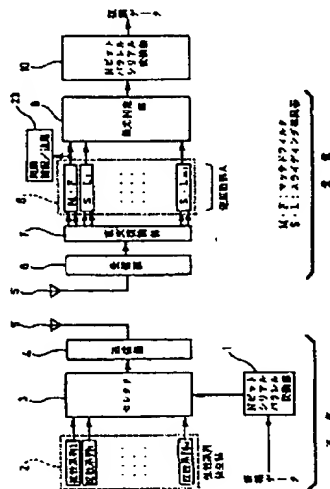
(21) 出願番号	特願平7-216842	(71) 出願人	000005821 松下電器産業株式会社 大阪府門真市大字門真1006番地
(22) 出願日	平成7年 (1995) 8月25日	(72) 発明者	西 竜三 大阪府門真市大字門真1006番地 松下電器 産業株式会社内
		(74) 代理人	弁理士 森本 義弘

(54) 【発明の名称】 高速伝送用スペクトラム拡散通信装置

(57) 【要約】

【課題】 装置規模の大規模な増大や通信品質の劣化を招くことなく、データを高速に伝送することが可能で、対フェージング特性が改善された高速伝送用スペクトラム拡散通信装置を提供する。

【解決手段】 複数ビットの送信データの組み合わせ毎に一つの拡散系列で拡散された信号をアンテナで受信し、ベースバンド信号に変換する。送信側で用いた拡散系列と同一の拡散系列を用意し、逆拡散部8で変換されたベースバンド信号に対して拡散系列毎に逆拡散処理を行う。一つ拡散系列による逆拡散処理のみマッチドフィルタM・Fで行い、その他の拡散系列による逆拡散処理は全てスライディング相関器S・Lを用いて行う。同期捕捉／追尾部23はマッチドフィルタによる逆拡散出力のみを用いて行い、抽出したタイミングでスライディング相関器を動作させる。各拡散系列に対する各逆拡散出力レベルの中で最大のものを最尤判定部9が検出し、その拡散系列に対応するデータの組み合わせをシリアルに変換してデータを再生する。



【特許請求の範囲】

【請求項1】送信データ系列をNビット毎にパラレル変換するシリアル／パラレル変換部と、パラレル変換されたNビットの送信データの組み合わせの各々に一つの拡散系列を対応させてそれらの複数の拡散系列を発生させる拡散系列発生部と、

パラレル変換された送信データの組み合わせに応じてそれに対応した一つの拡散系列を選択するセレクトと、セレクトで選択された拡散系列を高周波の搬送波に載せて送信する送信部と、

その出力を空中に送出しまた到来する信号を受信するアンテナと、

アンテナで受信された高周波信号を中間周波数信号に変換する受信部と、

その中間周波数信号をベースバンド信号に変換する直交復調部と、

そのベースバンド信号に対して送信側と同一の複数(M個)の拡散系列の各々で並列に逆拡散処理を行う1個のマッチドフィルタと(M-1)個のスライディング相関器からなる逆拡散部と、

上記ベースバンド信号に対して同期捕捉および追尾したクロックを上記マッチドフィルタと上記スライディング相関器に供給する同期捕捉／追尾部と、

逆拡散部の中の各々の拡散系列による逆拡散出力の中で出力レベルが最大のものを選択する最尤判定部と、

最尤判定部で選択された逆拡散部の拡散系列に対応するデータの組み合わせをシリアル変換して復調データを出力するパラレル／シリアル変換部とを備えた高速伝送用スペクトラム拡散通信装置。

【請求項2】特定の信号系列のスクランブルパターンを発生させるスクランブルパターン発生部と、

そのスクランブルパターンを送信データ系列に乗せるスクランブル部と、

そのスクランブルされたデータ系列をNビット毎にパラレルに変換するシリアル／パラレル変換部と、

パラレル変換されたNビットの上記データの組み合わせの各々に一つの拡散系列を対応させてそれらの複数の拡散系列を発生させる拡散系列発生部と、

パラレルに変換された送信データの組み合わせに応じてそれに対応した一つの拡散系列を選択するセレクトと、セレクトで選択された拡散系列を高周波の搬送波に載せて送信する送信部と、

その出力を空中に送出しまた到来する信号を受信するアンテナと、

アンテナで受信された高周波信号を中間周波数信号に変換する受信部と、

その中間周波数信号をベースバンド信号に変換する直交復調部と、

そのベースバンド信号に対して送信側と同一の複数(M個)の拡散系列の各々で並列に逆拡散処理を行う1個の

マッチドフィルタと(M-1)個のスライディング相関器からなる逆拡散部と、

上記ベースバンド信号に対して同期捕捉および追尾したクロックを上記マッチドフィルタと上記スライディング相関器に供給する同期捕捉／追尾部と、

逆拡散部の中の各々の拡散系列による逆拡散出力の中で出力レベルが最大のものを選択する最尤判定部と、

最尤判定部で選択された逆拡散部の拡散系列に対応するデータの組み合わせをシリアル変換するパラレル／シリアル変換部と、

10 そのパラレル／シリアル変換部の出力からスクランブルされたNビットのデータ系列のフレームタイミングを抽出するスクランブル同期回路と、

そのタイミングによりパラレル／シリアル変換部の出力のスクランブルされたデータ系列を元の信号に復調するデスクランブル部とを備えた高速伝送用スペクトラム拡散通信装置。

【請求項3】TDD通信(時分割双方向通信)を行う場合に、TDDフレームのプリアンブルパターン中にデータ"0"をスクランブルパターン長だけ挿入するよう構成し、スクランブル同期回路を有しない請求項2記載の高速伝送用スペクトラム拡散通信装置。

20 【請求項4】スクランブルパターン発生手段を、拡散系列発生部で用いる拡散系列の一つをスクランブルパターンとするよう構成し、スクランブルパターン発生部を有しない請求項2記載の高速伝送用スペクトラム拡散通信装置。

30 【請求項5】スクランブルパターン発生手段を、拡散系列発生部で用いる拡散系列の一つをスクランブルパターンとするよう構成し、スクランブルパターン発生部を有しない請求項3記載の高速伝送用スペクトラム拡散通信装置。

【請求項6】スクランブルパターン発生手段は、拡散系列発生部で用いる複数の拡散系列をスクランブルパターンとし、その拡散系列をある時間間隔で切り替える請求項4記載の高速伝送用スペクトラム拡散通信装置。

40 【請求項7】FDD(周波数分割双方向通信)で音声を送信データとする場合に、音声の無音領域を抽出する無音抽出部を有し、そこで抽出された無音領域でデータ"0"をスクランブルパターン長だけ挿入し、スクランブル同期回路を有しない請求項2記載の高速伝送用スペクトラム拡散通信装置。

【請求項8】送信データ系列をNビット毎にパラレル変換するシリアル／パラレル変換部と、パラレル変換されたNビットの送信データの組み合わせの各々に一つの拡散系列を対応させてそれらの複数の拡散系列を発生させる拡散系列発生部と、

パラレルに変換された送信データの組み合わせに応じてそれに対応した一つの拡散系列を選択するセレクトと、

50 セレクトで選択された拡散系列を高周波の搬送波に載せ

て送信する送信部と、
 その出力を空中に送出しまた到来する信号を受信するアンテナと、
 アンテナで受信された高周波信号を中間周波数信号に変換する受信部と、
 その中間周波数信号をベースバンド信号に変換する直交復調部と、
 そのベースバンド信号に対して送信側と同一の複数(M個)の拡散系列の各々で並列にPDI受信を行う1個のマッチドフィルタによるPDI受信機と(M-1)個のスライディング相関器によるPDI受信機からなるPDI部と、
 上記ベースバンド信号に対して同期捕捉および追尾したクロックを、上記マッチドフィルタと上記スライディング相関器に供給する同期捕捉/追尾部と、
 逆拡散部の中の各々の拡散系列による逆拡散出力の中で出力レベルが最大のものを選択する最尤判定部と、
 最尤判定部で選択された逆拡散部の拡散系列に対応するデータの組み合わせをシリアル変換し復調データを出力するパラレル/シリアル変換部とを備えた高速伝送用スペクトラム拡散通信装置。

【請求項9】 PDIの手段が、マッチドフィルタ出力中の最大レベルを中心付近とする一定時間領域でのみ、各PDI中の逆拡散出力を積分する請求項8記載の高速伝送用スペクトラム拡散通信装置。

【請求項10】 PDIの手段が、遅延プロフィール推定部において、予めパイロット信号により無線伝搬路の遅延プロフィールを推定し、それで得られた信号強度を重み付け係数として各PDI中の逆拡散出力に乘じ、その結果を積分する請求項8記載の高速伝送用スペクトラム拡散通信装置。

【請求項11】 PDIの手段が、雑音成分より大きく信号成分より小さいレベルのしきい値を設定し、このしきい値レベルを上回る各PDI中の逆拡散出力のみを積分する請求項8記載の高速伝送用スペクトラム拡散通信装置。

【請求項12】 PDIの手段が、遅延プロフィール推定部において予めパイロット信号により無線伝搬路の遅延プロフィールを推定し、それで得られた信号強度を重み付け係数として、マッチドフィルタ出力中の最大レベルを中心付近とする一定時間領域でのみ各PDI中の逆拡散出力に乘じ、その結果を積分する請求項8記載の高速伝送用スペクトラム拡散通信装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】 本発明は、複数の拡散系列を用いて拡散および逆拡散を行う高速伝送用スペクトラム拡散通信装置に関するものである。

【0002】

【従来の技術】 従来では、複数の拡散系列を用いて拡散

および逆拡散を行う高速伝送用スペクトラム拡散通信装置として、“「スペクトラム拡散通信方式応用技術」発行日：1992年8月31日、編集：トリケップス出版部、発行所：株式会社トリケップス”に示されたM-ary方式があり、図15にその構成図を示す。

【0003】 図15において、1はNビットシリアル/パラレル変換部、2は拡散系列発生部、3はセクタ、4は送信部、5はアンテナ、6は受信部、7は直交復調部、9は最尤判定部、10はNビットパラレル/シリアル変換部、23は同期捕捉/追尾部、24は逆拡散部Bである。

【0004】 この送信系においては、変調速度をビット速度のN($N \geq 2$)分の1に下げ、送信すべき情報データをNビットシリアル/パラレル変換部1により情報データ系列Nビットを1シンボルに変換する。

【0005】 この場合、“ $2N = 2 \cdot M$ ”通りのシンボルが存在するが、このそれぞれのシンボルに対して、同相/逆相の2つの極性を持つM個の拡散系列(すなわち、極性を考慮すると“ $2 \cdot M$ ”個の拡散系列)を拡散系列発生部2で発生させる。

【0006】 そしてその出力から、セクタ3により、Nビットシリアル/パラレル変換部1で生成されたシンボルに予め一対一に対応させてある同相または逆相の拡散系列を選択し送信部に出力することで拡散変調を行う。送信部4ではセクタ3の出力を高周波の搬送波に載せてアンテナ5により空中に送出する。

【0007】 受信系においては、到来する信号をアンテナ5で受信し、受信部6においてアンテナ5で受信された高周波信号を中間周波数信号に変換する。そして直交復調部7において上記中間周波数信号をベースバンド信号に変換され、並列に逆拡散部B24中のM個のマッチドフィルタに入力される。ここで、各マッチドフィルタは送信系と同一のM個の拡散系列の中の一つを参照系列として持つ。そして最尤判定部9において各マッチドフィルタ出力レベルの中で最大のものを抽出し、その極性を判定して、その系列に対応したシンボルを出力する。そして、この出力タイミングを同期捕捉/追尾部23で抽出し、そのタイミングで各マッチドフィルタを動作させる。

【0008】 もし図中のM・F1の出力レベルが最大でその極性が同相ならば、送信系において拡散系列1の同相系列に対応させたシンボルを出力する。そして、上記シンボルに対応する情報データ系列NビットをNビットパラレル/シリアル変換部10によりシリアルに復調データとして出力する。

【0009】 この場合、変調速度がビット速度のN分の1に下げられるため、一つの拡散系列だけで拡散および逆拡散を行う場合(すなわちN=1の場合)に比較して、N倍の高速伝送が可能となる。

【0010】

【発明が解決しようとする課題】しかしながら、上記した従来の高速伝送用スペクトラム拡散通信装置においては、例えばTDD通信（Time Division Duplex：時分割双方向通信）やMCA（Multi Channel Access）通信のように高速同期捕捉が要求されるシステムに適用される場合に、上記のように、高速同期捕捉が可能なマッチドフィルタで逆拡散部を全て構成した場合、装置規模が大変大きくなるという問題点を有している。

【0011】本発明は装置規模の大規模な増大や通信品質の劣化を招くことなく、高速同期捕捉が可能で、音声またはデータを高速に伝送することが可能な高速伝送用スペクトラム拡散通信装置を提供することを目的としている。

【0012】

【課題を解決するための手段】請求項1の高速伝送用スペクトラム拡散通信装置では、 N ($N \geq 2$) ビットの送信データの組み合わせ毎に一つの拡散系列で拡散された信号に対して、それらの拡散系列毎に並列に逆拡散処理を行う際に、一つの拡散系列による逆拡散処理のみマッチドフィルタで行い、その他の拡散系列による逆拡散処理は全てスライディング相関器を用いて行う。また、同期捕捉および追尾はマッチドフィルタに逆拡散出力のみを用いて行い、そこで抽出したタイミングでスライディング相関器を動作させる。

【0013】請求項2の高速伝送用スペクトラム拡散通信装置では、スクランブルのかけられた送信データの N ビットの組み合わせ毎に一つの拡散系列で拡散された信号に対して、それらの拡散系列毎に並列に逆拡散処理を行う際に、一つの拡散系列による逆拡散処理のみマッチドフィルタで行い、その他の拡散系列による逆拡散処理は全てスライディング相関器を用いて行う。また、同期捕捉および追尾はマッチドフィルタに逆拡散出力のみを用いて行い、そこで抽出したタイミングでスライディング相関器を動作させる。そして逆拡散出力レベルが最大となる逆拡散処理において参照系列として用いた拡散系列に対応するデータ系列をパラレル/シリアル変換した出力から、スクランブルパターンのフレームタイミングを抽出し、そのタイミングによりスクランブルされたデータ系列を元の信号に戻す。

【0014】請求項3の高速伝送用スペクトラム拡散通信装置では、TDD通信（時分割双方向通信）を行う場合に、TDDフレームのプリアンプルパターン中にデータ"0"をスクランブルパターン長だけ挿入する。そして、スクランブルのかけられた送信データの N ビットの組み合わせ毎に一つの拡散系列で拡散された信号に対して、それらの拡散系列毎に並列に逆拡散処理を行う際に、一つの拡散系列による逆拡散処理のみマッチドフィルタで行い、その他の拡散系列による逆拡散処理は全てスライディング相関器を用いて行う。また、同期捕捉および追尾はマッチドフィルタに逆拡散出力のみを用いて

行い、そこで抽出したタイミングでスライディング相関器を動作させる。そして逆拡散出力レベルが最大となる逆拡散処理において参照系列として用いた拡散系列に対応するデータ系列をパラレル/シリアル変換した出力から、スクランブルパターンが抽出されるタイミングを抽出し、そのタイミングによりスクランブルされたデータ系列を元の信号に戻す。

【0015】請求項4の高速伝送用スペクトラム拡散通信装置では、請求項2のスクランブルパターン発生手段を特に有せず、拡散系列発生部で用いる拡散系列の一つをスクランブルパターンとしたものである。

【0016】請求項5の高速伝送用スペクトラム拡散通信装置では、請求項3のスクランブルパターン発生手段を特に有せず、拡散系列発生部で用いる拡散系列の一つをスクランブルパターンとしたものである。

【0017】請求項6の高速伝送用スペクトラム拡散通信装置では、請求項4のスクランブルパターンに関し、拡散系列発生部で用いる複数の拡散系列をスクランブルパターンとし、その拡散系列をある時間間隔で切り替えるようにしたものである。

【0018】請求項7の高速伝送用スペクトラム拡散通信装置では、FDD（Frequency Division Duplex：周波数分割双方向通信）で音声を送信データとする場合に、送信系において音声の無音領域を抽出し、その領域でデータ"0"をスクランブルパターン長だけ挿入する。そして、スクランブルのかけられた送信データの N ビットの組み合わせ毎に一つの拡散系列で拡散された信号に対して、それらの拡散系列毎に並列に逆拡散処理を行う際に、一つの拡散系列による逆拡散処理のみマッチドフィルタで行い、その他の拡散系列による逆拡散処理は全てスライディング相関器を用いて行う。また、同期捕捉および追尾はマッチドフィルタに逆拡散出力のみを用いて行い、そこで抽出したタイミングでスライディング相関器を動作させる。そして逆拡散出力レベルが最大となる逆拡散処理において参照系列として用いた拡散系列に対応するデータ系列をパラレル/シリアル変換した出力から、スクランブルパターンが抽出されるタイミングを抽出し、そのタイミングによりスクランブルされたデータ系列を元の信号に戻す。

【0019】請求項8の高速伝送用スペクトラム拡散通信装置では、 N ビットの送信データの組み合わせ毎に一つの拡散系列で拡散された信号に対して、それらの拡散系列毎に並列に、文献「スペクトル拡散通信システム」著者：横山光雄、発行日：昭和63年5月20日、発行所：科学技術出版社」で示されるようなPDI（Post Detection Integrater）受信を行う。その際に、一つの拡散系列によるPDI処理のみマッチドフィルタで行い、その他の拡散系列によるPDI処理は全てスライディング相関器を用いて行う。また、同期捕捉および追尾はマッチドフィルタによるPDI出力のみを用いて行

い、そこで抽出したタイミングでスライディング相関器によるPDIを動作させる。

【0020】請求項9の高速伝送用スペクトラム拡散通信装置では、請求項8のPDIの手段が、マッチドフィルタ出力中の最大レベルを中心付近とする一定時間領域でのみ、各PDI中における逆拡散出力を積分するようにしたものである。

【0021】請求項10の高速伝送用スペクトラム拡散通信装置では、請求項8のPDIの手段が、予めパイロット信号により無線伝搬路の遅延プロフィールを推定し、それで得られた信号強度を重み付け係数として、各PDI中における逆拡散出力に掛算し、その出力を積分するようにしたものである。

【0022】請求項11の高速伝送用スペクトラム拡散通信装置では、請求項8のPDIの手段が、雑音成分より大きく信号成分より小さいレベルのしきい値を設定し、そのしきい値を上回る各PDI中における逆拡散出力のみを積分するようにしたものである。

【0023】請求項12の高速伝送用スペクトラム拡散通信装置では、請求項8のPDIの手段が、予めパイロット信号により無線伝搬路の遅延プロフィールを推定し、それで得られた信号強度を重み付け係数として、マッチドフィルタ出力中の最大レベルを中心付近とする一定時間領域でのみ、各PDI中における逆拡散出力を積分するようにしたものである。

【0024】請求項1から請求項12までの各高速伝送用スペクトラム拡散通信装置では、高速同期捕捉が要求されるシステムで音声またはデータを高速に伝送する無線伝搬路に適用する場合に、装置規模の大規模な増大や通信品質の劣化を招くことを避けることができるものである。

【0025】さらに、請求項6の高速伝送用スペクトラム拡散通信装置では、秘話性を従来より高めることができるものである。さらに、本発明の請求項8から請求項12までの各高速伝送用スペクトラム拡散通信装置では、フェージング波が存在する無線伝搬路に適用する場合に、受信系の復調精度を従来より高められる。

【0026】

【発明の実施の形態】以下、本発明の各実施の形態について、図面を参照しながら説明する。

【第1の実施の形態】図1は高速伝送用スペクトラム拡散通信装置の実施の形態を示し、1はNビットシリアル/パラレル変換部、2は拡散系列発生部、3はセレクタ、4は送信部、5はアンテナ、6は受信部、7は直交復調部、8は逆拡散部A、9は最尤判定部、10はNビットパラレル/シリアル変換部、23は同期捕捉/追尾部である。

【0027】送信系においては、変調速度をビット速度のN ($N \geq 2$) 分の1に下げるため、送信すべき情報データをNビットシリアル/パラレル変換部1により情報

データ系列Nビットを1シンボルに変換する。この場合“ $2N = 2 \cdot M$ ”通りのシンボルが存在するが、このそれぞれのシンボルに対して、同相/逆相の2つの極性を持つM個の拡散系列（すなわち極性を考慮すると $2 \cdot M$ 個の拡散系列）を拡散系列発生部2で発生させる。そしてその出力から、セレクタ3によりNビットシリアル/パラレル変換部1で生成されたシンボルに予め一対一に対応させてある同相または逆相の拡散系列を選択し送信部に出力することで拡散変調を行う。送信部4ではセレクタ3の出力を高周波の搬送波に載せてアンテナ5により空中に送出する。

【0028】受信系においては、到来する信号をアンテナ5で受信し、受信部6においてアンテナ5で受信された高周波信号を中間周波数信号に変換する。そして直交復調部7において上記中間周波数信号はベースバンド信号に変換され、並列に逆拡散部A8中の1個のマッチドフィルタ $M \cdot F$ と $(M-1)$ 個の各スライディング相関器 $S \cdot L_1 \sim S \cdot L_{M-1}$ に入力される。ここで、マッチドフィルタと各スライディング相関器は送信系と同一のM個の拡散系列の中の一つを参照系列として持つ。そして最尤判定部9においてマッチドフィルタまたは各スライディング相関器の出力レベルの中で最大のものを抽出し、その極性を判定して、その系列に対応したシンボルを出力する。そして、マッチドフィルタの逆拡散出力タイミングを同期捕捉/追尾部23で抽出し、そのタイミングで $(M-1)$ 個のスライディング相関器を動作させる。この場合、もし図中の $S \cdot L_1$ の出力レベルが最大でその極性が同相ならば、送信系において拡散系列2の同相系列に対応させたシンボルを出力する。そして、シンボルに対応する情報データ系列NビットをNビットパラレル/シリアル変換部10によりシリアルに復調データとして出力される。

【0029】この場合、拡散長をGとすると、スライディング相関器の回路規模はマッチドフィルタの約 $1/G$ であり、またGが十分大きい場合マッチドフィルタの回路規模が装置全体のほとんどを占めることを考慮すると、逆拡散部の上記のように構成することにより、Gが十分大きい場合には装置規模を従来より $1/G$ 近くまで小さくできる。

【0030】また、同期に関しては、上記のように1個のマッチドフィルタにより行うことで、従来通り高速同期が可能である。

【第2の実施の形態】図2において、1はNビットシリアル/パラレル変換部、2は拡散系列発生部、3はセレクタ、4は送信部、5はアンテナ、6は受信部、7は直交復調部、8は逆拡散部A、9は最尤判定部、10はNビットパラレル/シリアル変換部、11はスクランブル部、12はデスクランブル部、13はスクランブル同期回路、16は乗算器、23は同期捕捉/追尾部、25はスクランブルパターン発生部である。

【0031】送信系においては、送信データ系列が、スクランブルパターン発生部25より出力されるスクランブルパターンにより乗算器16で掛算される。そして変調速度をビット速度の N ($N \geq 2$) 分の1に下げするため、乗算器16の出力のデータ系列を N ビットシリアル/パラレル変換部1により情報データ系列 N ビットを1シンボルに変換する。この場合“ $2N=2 \cdot M$ ”通りのシンボルが存在するが、このそれぞれのシンボルに対して、同相/逆相の2つの極性を持つ M 個の拡散系列(すなわち極性を考慮すると $2 \cdot M$ 個の拡散系列)を拡散系列発生部2で発生させる。そしてその出力から、セクタ3により、 N ビットシリアル/パラレル変換部1で生成されたシンボルに予め一対一に対応させてある同相または逆相の拡散系列を選択し送信部に出力することで拡散変調を行う。送信部4ではセクタ3の出力を高周波の搬送波に載せてアンテナ5により空中に送出する。

【0032】受信系においては、到来する信号をアンテナ5で受信し、受信部6においてアンテナ5で受信された高周波信号を中間周波数信号に変換する。そして直交復調部7において上記中間周波数信号はベースバンド信号に変換され、並列に逆拡散部A8中の1個のマッチドフィルタ $M \cdot F$ と $(M-1)$ 個の各スライディング相関器 $S \cdot L_1 \sim S \cdot L_{M-1}$ に入力される。ここで、マッチドフィルタと各スライディング相関器は送信系と同一の M 個の拡散系列の中の一つを参照系列として持つ。そして最尤判定部9においてマッチドフィルタまたは各スライディング相関器の出力レベルの中で最大のものを抽出し、その極性を判定して、その系列に対応したシンボルを出力する。そして、マッチドフィルタの逆拡散出力タイミングを同期捕捉/追尾部23で抽出し、そのタイミングで $(M-1)$ 個のスライディング相関器を動作させる。この場合、もし図中の $S \cdot L_1$ の出力レベルが最大でその極性が同相ならば、送信系において拡散系列2の同相系列に対応させたシンボルを出力する。そして、シンボルに対応する情報データ系列 N ビットを N ビットパラレル/シリアル変換部10によりシリアルに出力する。しかしながらこの出力は、送信された元々の情報データにスクランブルのかかった状態である。そこで、この出力よりスクランブルパターンのフレームタイミングをスクランブル同期回路13により抽出し、このタイミングに同期してデスクランブル部12のスクランブルパターン発生部25よりスクランブルパターンを発生させ、これを上記 N ビットパラレル/シリアル変換部10の出力に乗算器16で掛算し、送信された元々の情報データ系列が復調される。

【0033】この場合、送信データにスクランブルをかけて、マッチドフィルタに対応するデータの出現頻度を均一にすることで、【第1の実施の形態】ほどの高い精度を必要としない同期制御が可能となる。

【0034】また、拡散長を G とすると、スライディン

グ相関器の回路規模はマッチドフィルタの約 $1/G$ であり、また G が十分大きい場合マッチドフィルタの回路規模が装置全体のほとんどを占めることを考慮すると、逆拡散部の上記のように構成することにより、 G が十分大きい場合には装置規模を従来より $1/G$ 近くまで小さくできる。

【0035】さらに、同期に関してはスクランブル同期を必要とするものの、上記のように1個のマッチドフィルタにより行うことで、従来に近い高速同期が可能である。

【第3の実施の形態】図3において、1は N ビットシリアル/パラレル変換部、2は拡散系列発生部、3はセクタ、4は送信部、5はアンテナ、6は受信部、7は直交復調部、8は逆拡散部A、9は最尤判定部、10は N ビットパラレル/シリアル変換部、11はスクランブル部、12はデスクランブル部、16は乗算器、19は積分器、23は同期捕捉/追尾部、25はスクランブルパターン発生部である。

【0036】TDD通信(Time Division Duplex: 時分割双方向通信)を行う通信システムに適用する場合に、送信系においては、まずTDDフレーム中のプリアンブルパターン中にデータ“0”をスクランブルパターン長だけ挿入しておき、送信データ系列が、スクランブルパターン発生部25より出力されるスクランブルパターンにより乗算器16で掛算される。そして変調速度をビット速度の N ($N \geq 2$) 分の1に下げため、上記乗算器16出力のデータ系列を N ビットシリアル/パラレル変換部1により情報データ系列 N ビットを1シンボルに変換する。この場合“ $2N=2 \cdot M$ ”通りのシンボルが存在するが、このそれぞれのシンボルに対して、同相/逆相の2つの極性を持つ M 個の拡散系列(すなわち極性を考慮すると $2 \cdot M$ 個の拡散系列)を拡散系列発生部2で発生させる。そしてその出力から、セクタ3により、 N ビットシリアル/パラレル変換部1で生成されたシンボルに予め一対一に対応させてある同相または逆相の拡散系列を選択し送信部に出力することで拡散変調を行う。送信部4ではセクタ3の出力を高周波の搬送波に載せてアンテナ5により空中に送出する。

【0037】受信系においては、到来する信号をアンテナ5で受信し、受信部6においてアンテナ5で受信された高周波信号を中間周波数信号に変換する。そして直交復調部7において上記中間周波数信号はベースバンド信号に変換され、並列に逆拡散部A8中の1個のマッチドフィルタ $M \cdot F$ と $(M-1)$ 個の各スライディング相関器 $S \cdot L_1 \sim S \cdot L_{M-1}$ に入力される。ここで、マッチドフィルタと各スライディング相関器は送信系と同一の M 個の拡散系列の中の一つを参照系列として持つ。そして最尤判定部9においてマッチドフィルタまたは各スライディング相関器の出力レベルの中で最大のものを抽出し、その極性を判定して、その系列に対応したシンボル

を出力する。そして、マッチドフィルタの逆拡散出力タイミングを同期捕捉/追尾部23で抽出し、そのタイミングで $(M-1)$ 個のスライディング相関器を動作させる。この場合、もし図中の $S \cdot L_i$ の出力レベルが最大でその極性が同相ならば、送信系において拡散系列2の同相系列に対応させたシンボルを出力する。そして、シンボルに対応する情報データ系列 N ビットを N ビットパラレル/シリアル変換部10によりシリアルに出力する。しかしながらこの出力は、送信された元々の情報データにスクランブルのかかった状態である。そこでこの出力が、スクランブルパターン発生部25が出力するスクランブルパターンにより乗算器16で掛算され、積分器19により並列に積分された結果は、TDDフレームで挿入されたスクランブルパターン長のデータ"0"のタイミングを抽出すると、"0"の値になる。そこでこのタイミングに同期してデスクランブル部12のスクランブルパターン発生部25よりスクランブルパターンを発生させ、これを上記 N ビットパラレル/シリアル変換部10の出力に乗算器16で掛算し、送信された元々の情報データ系列が復調される。

【0038】この場合、積分器19の追加により〔第2の実施の形態〕で有したスクランブル同期回路13が不要となり、装置規模がその分だけ小さくなるという利点がある。

【0039】また、送信データにスクランブルをかけて、マッチドフィルタに対応するデータの出現頻度を均一にすることで、〔第1の実施の形態〕ほどの高い精度を必要としない同期制御が可能となる。

【0040】また、拡散長を G とすると、スライディング相関器の回路規模はマッチドフィルタの約 $1/G$ であり、また G が十分大きい場合マッチドフィルタの回路規模が装置全体のほとんどを占めることを考慮すると、逆拡散部の上記のように構成することにより、 G が十分大きい場合には装置規模を従来より $1/G$ 近くまで小さくできる。

【0041】さらに、同期に関しては、スクランブル同期を必要とするものの、上記のように1個のマッチドフィルタにより行うことで、従来に近い高速同期が可能である。

【0042】〔第4の実施の形態〕図4において、1は N ビットシリアル/パラレル変換部、2は拡散系列発生部、3はセレクタ、4は送信部、5はアンテナ、6は受信部、7は直交復調部、8は逆拡散部A、9は最尤判定部、10は N ビットパラレル/シリアル変換部、13はスクランブル同期回路、16は乗算器、23は同期捕捉/追尾部である。

【0043】送信系においては、拡散系列発生部2で発生される拡散系列の一つである拡散系列 M をスクランブルパターンとし、この拡散系列 M により送信データ系列が乗算器16で掛算される。そして変調速度をビット速

度の N ($N \geq 2$) 分の1に下げるため、上記乗算器16出力のデータ系列を N ビットシリアル/パラレル変換部1により情報データ系列 N ビットを1シンボルに変換する。この場合" $2N=2 \cdot M$ "通りのシンボルが存在するが、このそれぞれのシンボルに対して、同相/逆相の2つの極性を持つ M 個の拡散系列（すなわち、極性を考慮すると $2 \cdot M$ 個の拡散系列）を拡散系列発生部2で発生させる。そしてその出力から、セレクタ3により、 N ビットシリアル/パラレル変換部1で生成されたシンボルに予め一対一に対応させてある同相または逆相の拡散系列を選択し送信部に出力することで拡散変調を行う。送信部4ではセレクタ3の出力を高周波の搬送波に載せてアンテナ5により空中に送出する。

【0044】受信系においては、到来する信号をアンテナ5で受信し、受信部6においてアンテナ5で受信された高周波信号を中間周波数信号に変換する。そして直交復調部7において上記中間周波数信号はベースバンド信号に変換され、並列に逆拡散部A8中の1個のマッチドフィルタ $M \cdot F$ と $(M-1)$ 個の各スライディング相関器 $S \cdot L_i$ 、 $\sim S \cdot L_{i-1}$ に入力される。ここで、マッチドフィルタと各スライディング相関器は送信系と同一の M 個の拡散系列の中の一つを参照系列として持つ。そして最尤判定部9においてマッチドフィルタまたは各スライディング相関器の出力レベルの中で最大のものを抽出し、その極性を判定して、その系列に対応したシンボルを出力する。そして、マッチドフィルタの逆拡散出力タイミングを同期捕捉/追尾部23で抽出し、そのタイミングで $(M-1)$ 個のスライディング相関器を動作させる。この場合、もし図中の $S \cdot L_i$ の出力レベルが最大でその極性が同相ならば、送信系において拡散系列2の同相系列に対応させたシンボルを出力する。そして、シンボルに対応する情報データ系列 N ビットを N ビットパラレル/シリアル変換部10によりシリアルに出力する。しかしながらこの出力は、送信された元々の情報データにスクランブルのかかった状態である。そこで、この出力よりスクランブルパターンのフレームタイミングをスクランブル同期回路13により抽出し、このタイミングに同期して、拡散系列 M を上記 N ビットパラレル/シリアル変換部10の出力に乗算器16で掛算し、送信された元々の情報データ系列が復調される。

【0045】この場合、〔第2の実施の形態〕で有したスクランブルパターン発生部が不要となり、装置規模がその分だけ小さくなるという利点がある。また、送信データにスクランブルをかけて、マッチドフィルタに対応するデータの出現頻度を均一にすることで、〔第1の実施の形態〕ほどの高い精度を必要としない同期制御が可能となる。

【0046】また、拡散長を G とすると、スライディング相関器の回路規模はマッチドフィルタの約 $1/G$ であり、また G が十分大きい場合マッチドフィルタの回路規

機が装置全体のほとんどを占めることを考慮すると、逆拡散部の上記のように構成することにより、Gが十分大きい場合には装置規模を従来より $1/G$ 近くまで小さくできる。

【0047】さらに、同期に関しては、スクランブル同期を必要とするものの、上記のように1個のマッチドフィルタにより行うことで、従来に近い高速同期が可能である。

【0048】〔第5の実施の形態〕図5において、1はNビットシリアル/パラレル変換部、2は拡散系列発生部、3はセレクタ、4は送信部、5はアンテナ、6は受信部、7は直交復調部、8は逆拡散部A、9は最尤判定部、10はNビットパラレル/シリアル変換部、16は乗算器、19は積分器、23は同期捕捉/追尾部である。

【0049】TDD通信システムに適用する場合に、送信系においては、まずTDDフレーム中のプリアンプルパターン中にデータ"0"をスクランブルパターン長だけ挿入しておき、送信データ系列が、拡散系列発生部2で発生される拡散系列の一つである拡散系列Mにより乗算器16で掛算される。そして変調速度をビット速度の N ($N \geq 2$) 分の1に下げたため、乗算器16出力のデータ系列をNビットシリアル/パラレル変換部1により情報データ系列Nビットを1シンボルに変換する。この場合 " $2N = 2 \cdot M$ " 通りのシンボルが存在するが、このそれぞれのシンボルに対して、同相/逆相の2つの極性を持つM個の拡散系列(すなわち極性を考慮すると $2 \cdot M$ 個の拡散系列)を拡散系列発生部2で発生させる。そしてその出力から、セレクタ3により、Nビットシリアル/パラレル変換部1で生成されたシンボルに予め一対一に対応させてある同相または逆相の拡散系列を選択し送信部に出力することで拡散変調を行う。送信部4ではセレクタ3の出力を高周波の搬送波に載せてアンテナ5により空中に送出する。

【0050】受信系においては、到来する信号をアンテナ5で受信し、受信部6においてアンテナ5で受信された高周波信号を中間周波数信号に変換する。そして直交復調部7において上記中間周波数信号はベースバンド信号に変換され、並列に逆拡散部A 8中の1個のマッチドフィルタ $M \cdot F$ と $(M-1)$ 個の各スライディング相関器 $S \cdot L_1 \sim S \cdot L_{M-1}$ に入力される。ここで、マッチドフィルタと各スライディング相関器は送信系と同一のM個の拡散系列の中の一つを参照系列として持つ。そして最尤判定部9においてマッチドフィルタまたは各スライディング相関器の出力レベルの中で最大のものを抽出し、その極性を判定して、その系列に対応したシンボルを出力する。そして、マッチドフィルタの逆拡散出力タイミングを同期捕捉/追尾部23で抽出し、そのタイミングで $(M-1)$ 個のスライディング相関器を動作させる。この場合、もし図中の $S \cdot L_1$ の出力レベルが最大

でその極性が同相ならば、送信系において拡散系列2の同相系列に対応させたシンボルを出力する。そして、シンボルに対応する情報データ系列NビットをNビットパラレル/シリアル変換部10によりシリアルに出力する。しかしながらこの出力は、送信された元々の情報データにスクランブルのかかった状態である。そこでこの出力が、TDD受信フレームの検出により起動するスクランブルパターン発生部25が出力するスクランブルパターンにより乗算器16で掛算され、積分器19により積分された結果は、TDDフレームで挿入されたスクランブルパターン長のデータ"0"のタイミングを抽出すると、"0"の値になる。そこでこのタイミングに同期して拡散系列Mを上記Nビットパラレル/シリアル変換部10の出力に乗算器16で掛算し、送信された元々の情報データ系列が復調される。

【0051】この場合、積分器19の追加で〔第2の実施の形態〕で有したスクランブルパターン発生部とスクランブル同期回路が不要となり、装置規模がその分だけ小さくなるという利点がある。

【0052】また、送信データにスクランブルをかけ、マッチドフィルタに対応するデータの出現頻度を均一にすることで、〔第1の実施の形態〕ほどの高い精度を必要としない同期制御が可能となる。

【0053】また、拡散長をGとすると、スライディング相関器の回路規模はマッチドフィルタの約 $1/G$ であり、またGが十分大きい場合マッチドフィルタの回路規模が装置全体のほとんどを占めることを考慮すると、逆拡散部の上記のように構成することにより、Gが十分大きい場合には装置規模を従来より $1/G$ 近くまで小さくできる。

【0054】さらに、同期に関しては、スクランブル同期を必要とするものの、上記のように1個のマッチドフィルタにより行うことで、従来に近い高速同期が可能である。

【0055】〔第6の実施の形態〕図6において、1はNビットシリアル/パラレル変換部、2は拡散系列発生部、3はセレクタ、4は送信部、5はアンテナ、6は受信部、7は直交復調部、8は逆拡散部A、9は最尤判定部、10はNビットパラレル/シリアル変換部、13はスクランブル同期回路、16は乗算器、17は拡散系列選択部、23は同期捕捉/追尾部である。送信系においては、拡散系列発生部2で発生される拡散系列の中の一つをスクランブルパターンとして、この拡散系列により送信データ系列が乗算器16で掛算される。この際、乗算器16に入力される上記拡散系列はある時間間隔(数秒)に拡散系列選択部17で切り換えられる。そして変調速度をビット速度の N ($N \geq 2$) 分の1に下げたため、乗算器16出力のデータ系列をNビットシリアル/パラレル変換部1により情報データ系列Nビットを1シンボルに変換する。この場合 " $2N = 2 \cdot M$ " 通りのシ

ンボルが存在するが、このそれぞれのシンボルに対して、同相／逆相の2つの極性を持つM個の拡散系列（すなわち極性を考慮すると $2 \cdot M$ 個の拡散系列）を拡散系列発生部2で発生させる。そしてその出力から、セレクタ3により、Nビットシリアル／パラレル変換部1で生成されたシンボルに予め一対一に対応させてある同相または逆相の拡散系列を選択し送信部に出力することで拡散変調を行う。送信部4ではセレクタ3の出力を高周波の搬送波に載せてアンテナ5により空中に送出する。

【0056】受信系においては、到来する信号をアンテナ5で受信し、受信部6においてアンテナ5で受信された高周波信号を中間周波数信号に変換する。そして直交復調部7において上記中間周波数信号はベースバンド信号に変換され、並列に逆拡散部A8中の1個のマッチドフィルタ $M \cdot F$ と $(M-1)$ 個の各スライディング相関器 $S \cdot L_1 \sim S \cdot L_{M-1}$ に入力される。ここで、マッチドフィルタと各スライディング相関器は送信系と同一のM個の拡散系列の中の一つを参照系列として持つ。そして最尤判定部9においてマッチドフィルタまたは各スライディング相関器の出力レベルの中で最大のものを抽出し、その極性を判定して、その系列に対応したシンボルを出力する。そして、マッチドフィルタの逆拡散出力タイミングを同期捕捉／追尾部23で抽出し、そのタイミングで $(M-1)$ 個のスライディング相関器を動作させる。この場合、もし図中の $S \cdot L_1$ の出力レベルが最大でその極性が同相ならば、送信系において拡散系列2の同相系列に対応させたシンボルを出力する。そして、シンボルに対応する情報データ系列NビットをNビットパラレル／シリアル変換部10によりシリアルに出力する。しかしながらこの出力は、送信された元々の情報データにスクランブルのかかった状態である。そこで、この出力よりスクランブルパターンのフレームタイミングをスクランブル同期回路13により抽出し、このタイミングに同期して、送信系でスクランブルパターンとして用いている拡散系列と同一の拡散系列を、受信系の拡散系列選択部17で選択し、これを上記Nビットパラレル／シリアル変換部10の出力に乗算器16で掛算し、送信された元々の情報データ系列が復調される。

【0057】なお、受信系の拡散系列選択部17は送信系の拡散系列選択部17と同一の構成である。この場合、スクランブルパターンを周期的に変えることで、従来より秘話性の高い通信が可能となる。

【0058】また、【第2の実施の形態】で有したスクランブルパターン発生部が不要となり、装置規模がその分だけ小さくなるという利点がある。また、送信データにスクランブルをかけて、マッチドフィルタに対応するデータの出現頻度を均一にすることで、【第1の実施の形態】ほどの高い精度を必要としない同期制御が可能となる。

【0059】また、拡散長をGとすると、スライディン

グ相関器の回路規模はマッチドフィルタの約 $1/G$ であり、またGが十分大きい場合マッチドフィルタの回路規模が装置全体のほとんどを占めることを考慮すると、逆拡散部の上記のように構成することにより、Gが十分大きい場合には装置規模を従来より $1/G$ 近くまで小さくできる。

【0060】さらに、同期に関しては、スクランブル同期を必要とするものの、上記のように1個のマッチドフィルタにより行うことで、従来に近い高速同期が可能である。

【0061】【第7の実施の形態】図7において、1はNビットシリアル／パラレル変換部、2は拡散系列発生部、3はセレクタ、4は送信部、5はアンテナ、6は受信部、7は直交復調部、8は逆拡散部A、9は最尤判定部、10はNビットパラレル／シリアル変換部、11はスクランブル部、12はデスクランブル部、14は無音抽出部、16は乗算器、19は積分器、23は同期捕捉／追尾部、25はスクランブルパターン発生部である。

【0062】FDD (Frequency Division Duplex : 周波数分割双方向通信) を行う通信システムに適用する場合に、送信系においては、まず音声の無音領域を無音抽出部14で抽出し、その領域でデータ"0"をスクランブルパターン長だけ挿入しておき、送信データ系列が、スクランブルパターン発生部25より出力されるスクランブルパターンにより乗算器16で掛算される。そして変調速度をビット速度のN ($N \geq 2$) 分の1に下げたため、上記乗算器16出力のデータ系列をNビットシリアル／パラレル変換部1により情報データ系列Nビットを1シンボルに変換する。この場合 " $2N = 2 \cdot M$ " 通りのシンボルが存在するが、このそれぞれのシンボルに対して、同相／逆相の2つの極性を持つM個の拡散系列（すなわち、極性を考慮すると $2 \cdot M$ 個の拡散系列）を拡散系列発生部2で発生させる。そしてその出力から、セレクタ3により、Nビットシリアル／パラレル変換部1で生成されたシンボルに予め一対一に対応させてある同相または逆相の拡散系列を選択し送信部に出力することで拡散変調を行う。送信部4ではセレクタ3の出力を高周波の搬送波に載せてアンテナ5により空中に送出する。

【0063】受信系においては、到来する信号をアンテナ5で受信し、受信部6においてアンテナ5で受信された高周波信号を中間周波数信号に変換する。そして直交復調部7において上記中間周波数信号はベースバンド信号に変換され、並列に逆拡散部A8中の1個のマッチドフィルタ $M \cdot F$ と $(M-1)$ 個の各スライディング相関器 $S \cdot L_1 \sim S \cdot L_{M-1}$ に入力される。ここで、マッチドフィルタと各スライディング相関器は送信系と同一のM個の拡散系列の中の一つを参照系列として持つ。そして最尤判定部9においてマッチドフィルタまたは各スライディング相関器の出力レベルの中で最大のものを抽出

し、その極性を判定して、その系列に対応したシンボルを出力する。そして、マッチドフィルタの逆拡散出力タイミングを同期捕捉/追尾部23で抽出し、そのタイミングで $(M-1)$ 個のスライディング相関器を動作させる。この場合、もし図中の $S \cdot L_i$ の出力レベルが最大でその極性が同相ならば、送信系において拡散系列2の同相系列に対応させたシンボルを出力する。そして、シンボルに対応する情報データ系列 N ビットを N ビットパラレル/シリアル変換部10によりシリアルに出力する。しかしながらこの出力は、送信された元々の情報データにスクランブルのかかった状態である。そこでこの出力が、スクランブルパターン発生部25より出力されるスクランブルパターンにより乗算器16で掛算され、積分器19により並列に積分された結果は、TDDフレームで挿入されたスクランブルパターン長のデータ“0”のタイミングを抽出すると、十分小さい値すなわち、ほぼ“0”の値になる。そこでこのタイミングに同期してデスクランブル部12のスクランブルパターン発生部25よりスクランブルパターンを発生させ、これを上記 N ビットパラレル/シリアル変換部10の出力に乗算器16で掛算し、送信された元々の情報データ系列が復調される。

【0064】この場合、TDD通信でなくても、無音抽出部14と積分器19の追加により〔第2の実施の形態〕で有したスクランブル同期回路が不要となり、装置規模がその分だけ小さくなるという利点がある。

【0065】また、送信データにスクランブルをかけて、マッチドフィルタに対応するデータの出現頻度を均一にすることで、〔第1の実施の形態〕ほどの高い精度を必要としない同期制御が可能となる。

【0066】また、拡散長を G とすると、スライディング相関器の回路規模はマッチドフィルタの約 $1/G$ であり、また G が十分大きい場合マッチドフィルタの回路規模が装置全体のほとんどを占めることを考慮すると、逆拡散部の上記のように構成することにより、 G が十分大きい場合には装置規模を従来より $1/G$ 近くまで小さくできる。

【0067】〔第8の実施の形態〕図8において、1は N ビットシリアル/パラレル変換部、2は拡散系列発生部、3はセレクタ、4は送信部、5はアンテナ、6は受信部、7は直交復調部、9は最尤判定部、10は N ビットパラレル/シリアル変換部、15はPDI (Post Detection Integrater) 部、23は同期捕捉/追尾部である。

【0068】送信系においては、変調速度をビット速度の N ($N \geq 2$) 分の1に下げたため、送信すべき情報データを N ビットシリアル/パラレル変換部1により情報データ系列 N ビットを1シンボルに変換する。この場合“ $2N = 2 \cdot M$ ”通りのシンボルが存在するが、このそれぞれのシンボルに対して、同相/逆相の2つの極性を

持つ M 個の拡散系列(すなわち極性を考慮すると $2 \cdot M$ 個の拡散系列)を拡散系列発生部2で発生させる。そしてその出力から、セレクタ3により、 N ビットシリアル/パラレル変換部1で生成されたシンボルに予め一対一に対応させてある同相または逆相の拡散系列を選択し送信部に出力することで拡散変調を行う。送信部4ではセレクタ3の出力を高周波の搬送波に載せてアンテナ5により空中に送出する。

【0069】受信系においては、到来する信号をアンテナ5で受信し、受信部6においてアンテナ5で受信された高周波信号を中間周波数信号に変換する。そして直交復調部7において上記中間周波数信号はベースバンド信号に変換され、並列に、図9に示すPDI部15中の1個のマッチドフィルタによる $(M \cdot F - PDI)$ と $(M-1)$ 個の各スライディング相関器 $(S \cdot L_i - PDI)$ $i = 1 \sim (S \cdot L_{M-1} - PDI)$ に入力される。図9において、18は遅延線、19は積分器である。

【0070】ここで、マッチドフィルタ $(M \cdot F)$ と各スライディング相関器 $(S \cdot L_i)$ は送信系と同一の M 個の拡散系列の中の一つを参照系列として持つ。PDI部15中では、マッチドフィルタ $(M \cdot F)$ の参照系列と同一の拡散系列1で拡散された信号が受信された場合、図12に示す遅延プロフィールを希望波を中心付近とする時間軸上で1シンボル時間積分した結果が $(M \cdot F - PDI)$ より出力される。また、上記拡散系列以外の拡散系列で拡散された信号が受信された場合は、その拡散系列と同一の参照系列をもつスライディング相関器による $(S \cdot L_i - PDI)$ より、図12に示す遅延プロフィールを希望波を中心とする時間軸上で希望波成分と遅延波成分と先行波成分を積分した結果が出力される。

【0071】従って、マルチパスの存在する無線伝搬路に適用する場合に、最尤判定部9には、従来よりSN(信号対雑音比)の改善された逆拡散出力を送ることが出来るため、その分だけ復調精度が改善される。また、上記積分の時間領域は希望波を中心付近とするが、それには厳密さが要求されないため、従来ほどの高精度の同期追尾を必要としない。

【0072】次に最尤判定部9においては、マッチドフィルタによるPDIまたは各スライディング相関器によるPDIの出力レベルの中で最大のものを抽出し、その極性を判定して、その系列に対応したシンボルを出力する。そして、マッチドフィルタの逆拡散出力タイミングを同期捕捉/追尾部23で抽出し、そのタイミングで $(M-1)$ 個のスライディング相関器を動作させる。この場合、もし図中の $(S \cdot L_i - PDI)$ の出力レベルが最大でその極性が同相ならば、送信系において拡散系列2の同相系列に対応させたシンボルを出力する。そして、シンボルに対応する情報データ系列 N ビットを N ビットパラレル/シリアル変換部10によりシリアルに復調データとして出力される。

【0073】この場合、変調速度がビット速度のN分の1に下げられるため、一つの拡散系列だけで拡散および逆拡散を行う場合（すなわちN=1の場合）に比較して、N倍の高速伝送が可能となる。

【0074】〔第9の実施の形態〕

〔第8の実施の形態〕では、PDI部において積分器19は希望波を中心付近とする時間軸上で1シンボル時間積分するが、〔第9の実施の形態〕においては、窓生成部20において、希望波を中心付近とする時間軸上で1シンボル時間より短い一定時間（数 μ sec）の時間窓を生成し、ゲート21によりマッチドフィルタM・Fおよび各スライディング相関器S・Lの出力を上記時間窓の間のみ通過させ、その出力を上記時間窓の領域で積分する構成としている。

【0075】図10は、〔第9の実施の形態〕の高速伝送用スペクトラム拡散通信装置のPDI部を示す構成図である。図10において、18は遅延線、19は積分器、20は窓生成部、21はゲートである。

【0076】この〔第9の実施の形態〕では、マルチパスが存在する無線伝搬路に適用する場合に、遅延波および先行波は時間的には希望波の近傍に集中することから、時間窓外の領域での雑音成分まで積分することによりSNが劣化することを防ぐことが出来るため、その分だけ復調精度を改善することが出来るという利点がある。

【0077】〔第10の実施の形態〕上記の〔第8の実施の形態〕では、PDI部において積分器19は希望波を中心付近とする時間軸上で1シンボル時間積分するが、この〔第10の実施の形態〕においては、遅延プロフィール推定部22において、予めパイロット信号による無線伝搬路の図12に示すような遅延プロフィールを推定し、それで得られた、希望波と遅延波と先行波の信号強度を重み付け係数として、乗算器16によりマッチドフィルタM・Fおよび各スライディング相関器S・Lの出力に掛算し、その出力を1シンボル時間積分する構成としている。

【0078】図11は〔第10の実施の形態〕の高速伝送用スペクトラム拡散通信装置のPDI部を示す構成図である。図11において、16は乗算器、18は遅延線、19は積分器、22は遅延プロフィール推定部である。

【0079】この〔第10の実施の形態〕では、マルチパスが存在する無線伝搬路に適用する場合に、遅延プロフィール中の信号強度を重み付け係数と掛算した結果を積分するため、信号成分はその強度が強いためより強められ、雑音成分はその強度が弱いためより弱められ、その分だけ復調精度を改善することが出来るという利点がある。

【0080】〔第11の実施の形態〕

〔第8の実施の形態〕では、PDI部において積分器19は希望波を中心付近とする時間軸上で1シンボル時間

の間積分するが、この〔第11の実施の形態〕では、雑音成分より大きく信号成分より小さいレベルのしきい値を設定し、ゲート21により、上記しきい値を上回るM・Fおよび各S・L出力のみ通過させ、その出力を1シンボル時間の間積分する構成としている。

【0081】図13は〔第11の実施の形態〕の高速伝送用スペクトラム拡散通信装置のPDI部を示し、18は遅延線、19は積分器、21はゲートである。この〔第11の実施の形態〕では、マルチパスが存在する無線伝搬路に適用する場合に、しきい値よりレベルが小さい雑音成分まで積分することを防ぐことが出来るため、その分だけ復調精度を改善することが出来るという利点がある。

【0082】〔第12の実施の形態〕マルチパスが存在する無線伝搬路に適用する場合に、上記の〔第9の実施の形態〕9では、PDI部において、積分器19は希望波を中心付近とする時間軸上で1シンボル時間より短い一定時間だけ積分するが、この〔第12の実施の形態〕においては、遅延プロフィール推定部22において、予めパイロット信号による無線伝搬路の図12に示すような遅延プロフィールを推定し、それで得られた希望波と遅延波と先行波の信号強度を重み付け係数として、窓生成部20で生成される1シンボルより短い一定時間（数 μ sec）の時間窓の領域でのみ、乗算器16によりマッチドフィルタM・Fおよび各スライディング相関器S・L出力に掛算し、その出力を上記時間窓の領域で積分する構成としている。

【0083】図14はこの〔第12の実施の形態〕の高速伝送用スペクトラム拡散通信装置のPDI部を示す構成図である。図14において、16は乗算器、18は遅延線、19は積分器、20は窓生成部、22は遅延プロフィール推定部である。

【0084】この実施の形態では、マルチパスが存在する無線伝搬路に適用する場合に、遅延プロフィール中の信号強度を重み付け係数と掛算した結果を積分するため、信号成分はその強度が強いためより強められ、雑音成分はその強度が弱いためより弱められ、その分だけ復調精度を改善することが出来るという利点がある。

【0085】

【発明の効果】以上のように請求項1から請求項12によれば、複数ビットの送信データの組み合わせ毎に一つの拡散系列で拡散された信号を受信する場合に、一つの拡散系列による逆拡散処理のみマッチドフィルタで行い、その他の拡散系列による逆拡散処理は全てスライディング相関器を用いて行うことにより、装置規模の大規模な増大や復調精度の劣化を招くことなく、高速伝送が可能で高速伝送用スペクトラム拡散通信装置を得ることができる。

【0086】さらに、請求項8によれば、スクランブルパターンを周期的に変えることにより、従来より秘話性

の高い高速伝送用スペクトラム拡散用通信装置を得ることができる。

【0087】さらに、請求項8から請求項12によれば、マルチパスの存在する無線伝搬路に適用する場合に、PDIによる逆拡散により、従来より復調精度が改善された高速伝送用スペクトラム拡散通信装置を得ることができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の高速伝送用スペクトラム拡散通信装置の〔第1の実施の形態〕を示す構成図である。

【図2】本発明の高速伝送用スペクトラム拡散通信装置の〔第2の実施の形態〕を示す構成図である。

【図3】本発明の高速伝送用スペクトラム拡散通信装置の〔第3の実施の形態〕を示す構成図である。

【図4】本発明の高速伝送用スペクトラム拡散通信装置の〔第4の実施の形態〕を示す構成図である。

【図5】本発明の高速伝送用スペクトラム拡散通信装置の〔第5の実施の形態〕を示す構成図である。

【図6】本発明の高速伝送用スペクトラム拡散通信装置の〔第6の実施の形態〕を示す構成図である。

【図7】本発明の高速伝送用スペクトラム拡散通信装置の〔第7の実施の形態〕を示す構成図である。

【図8】本発明の高速伝送用スペクトラム拡散通信装置の〔第8の実施の形態〕を示す構成図である。

【図9】本発明の高速伝送用スペクトラム拡散通信装置の〔第8の実施の形態〕のPDI部を示す構成図である。

【図10】本発明の高速伝送用スペクトラム拡散通信装置の〔第9の実施の形態〕のPDI部を示す構成図である。

【図11】本発明の高速伝送用スペクトラム拡散通信装置の〔第10の実施の形態〕のPDI部を示す構成図である。

【図12】本発明の高速伝送用スペクトラム拡散通信装置の〔第8～第12の実施の形態〕のマッチドフィルタ出

力に現れる遅延プロフィールである。

【図13】本発明の高速伝送用スペクトラム拡散通信装置の〔第11の実施の形態〕のPDI部を示す構成図である。

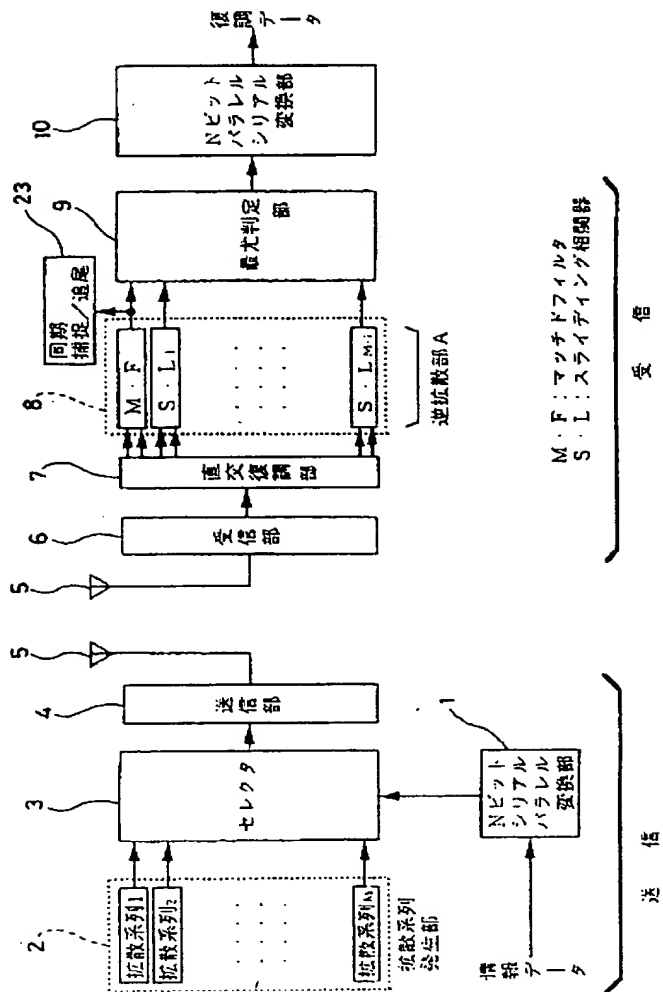
【図14】本発明の高速伝送用スペクトラム拡散通信装置の〔第12の実施の形態〕のPDI部を示す構成図である。

【図15】従来の高速伝送用スペクトラム拡散通信装置を示す構成図である。

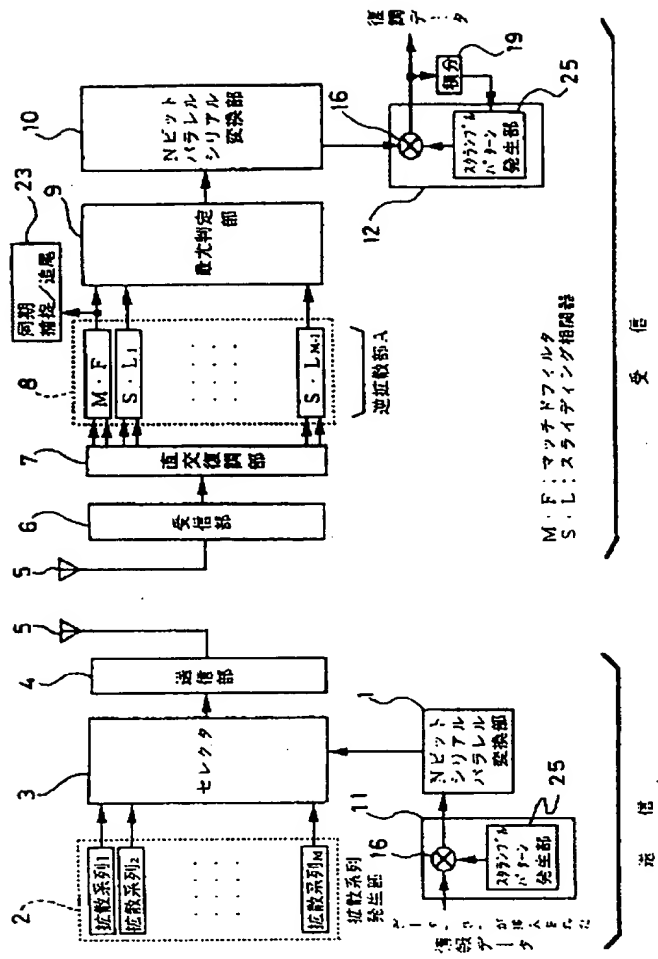
10 【符号の説明】

- | | |
|----|---------------------|
| 1 | Nビットシリアル／パラレル変換部 |
| 2 | 拡散系列発生部 |
| 3 | セレクタ |
| 4 | 送信部 |
| 5 | アンテナ |
| 6 | 受信部 |
| 7 | 直交復調部 |
| 8 | 逆拡散部A |
| 9 | 最尤判定部 |
| 20 | 10 Nビットパラレル／シリアル変換部 |
| 11 | スクランブル部 |
| 12 | デスクランブル部 |
| 13 | スクランブル同期回路 |
| 14 | 無音抽出部 |
| 15 | PDI部 |
| 16 | 乗算器 |
| 17 | 拡散系列選択部 |
| 18 | 遅延線 |
| 19 | 積分器 |
| 30 | 20 窓生成部 |
| 21 | ゲート |
| 22 | 遅延プロフィール推定部 |
| 23 | 同期捕捉／追尾部 |
| 24 | 逆拡散部B |
| 25 | スクランブルパターン発生部 |

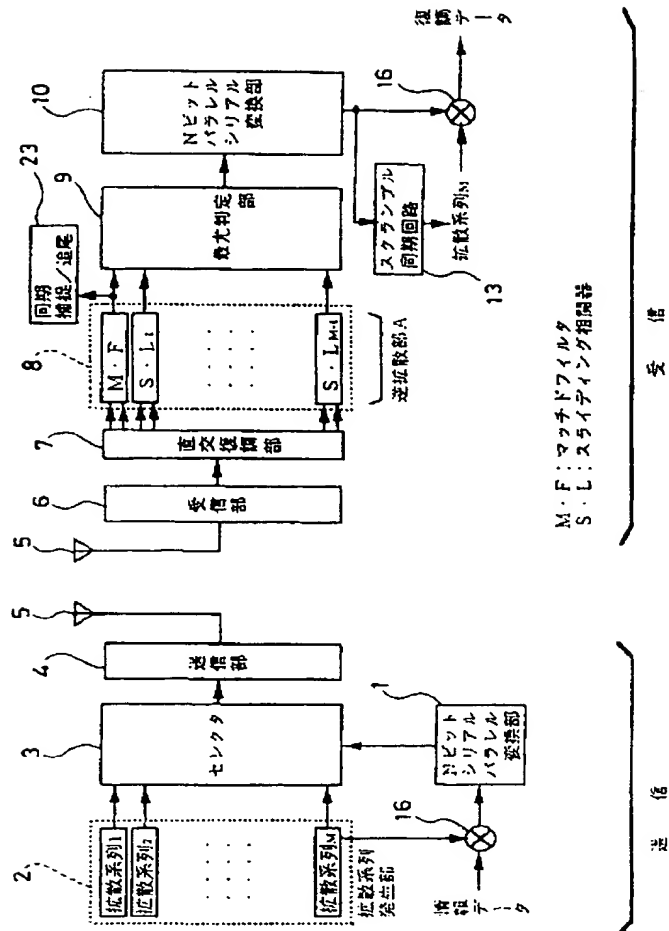
【図1】



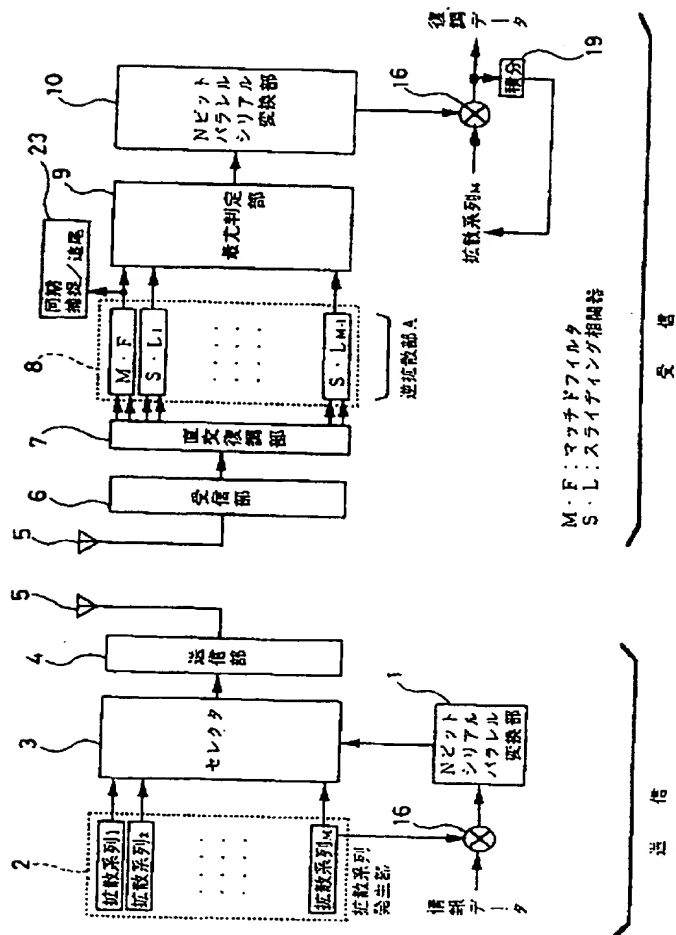
【図3】



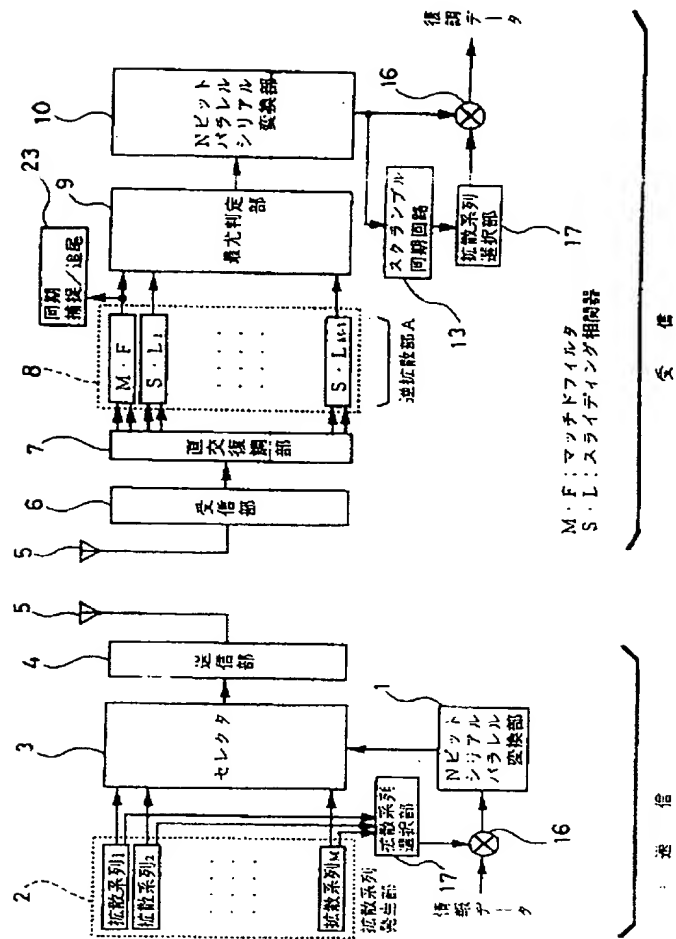
【図4】



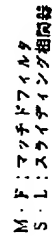
【図5】



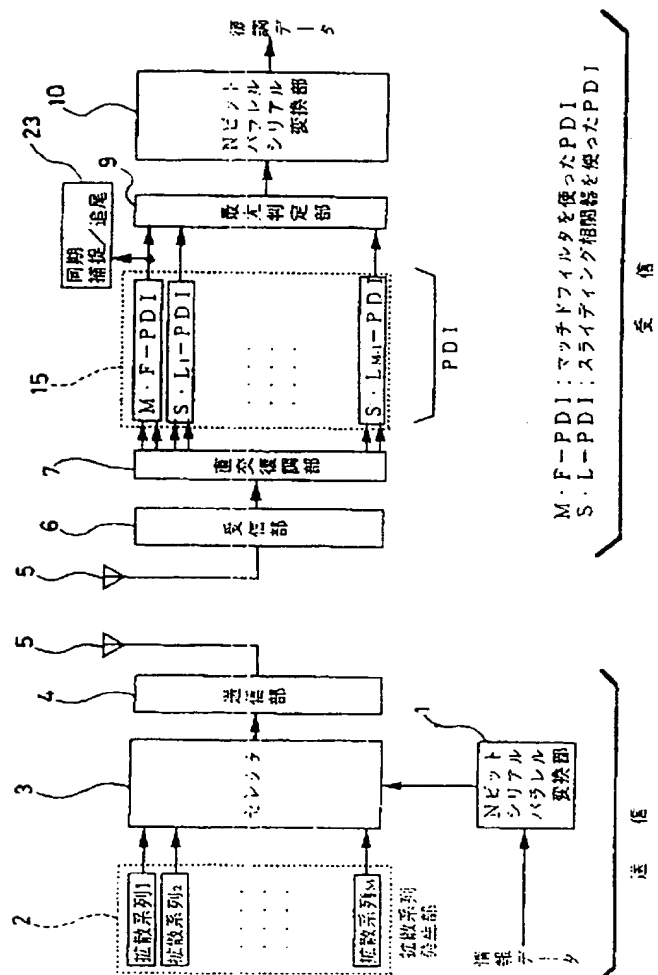
【图6】



【図7】

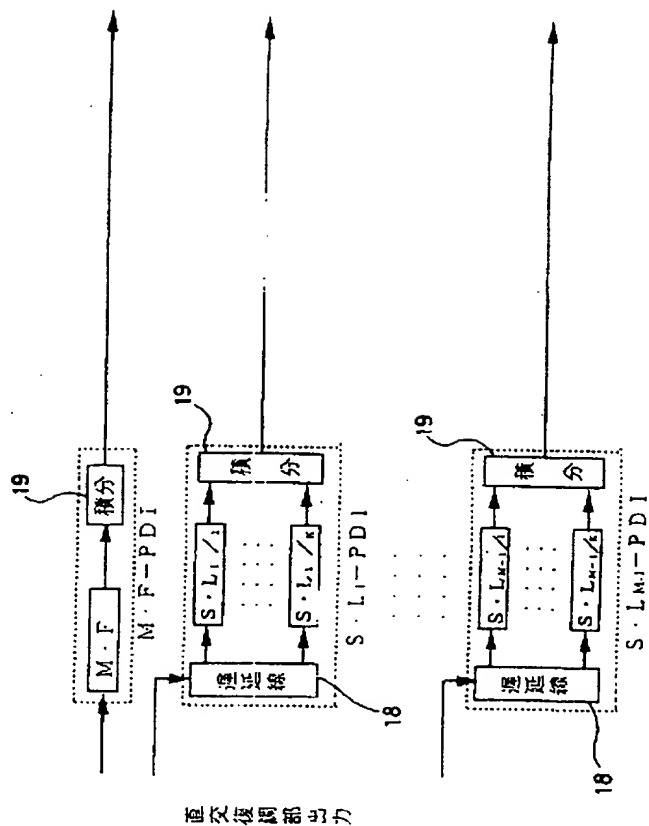


【図8】



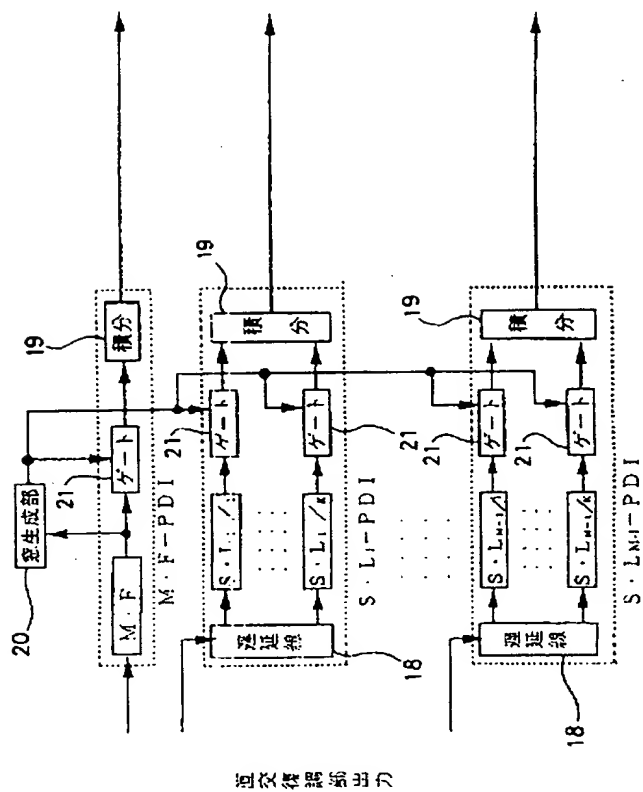
【図9】

最大判定部

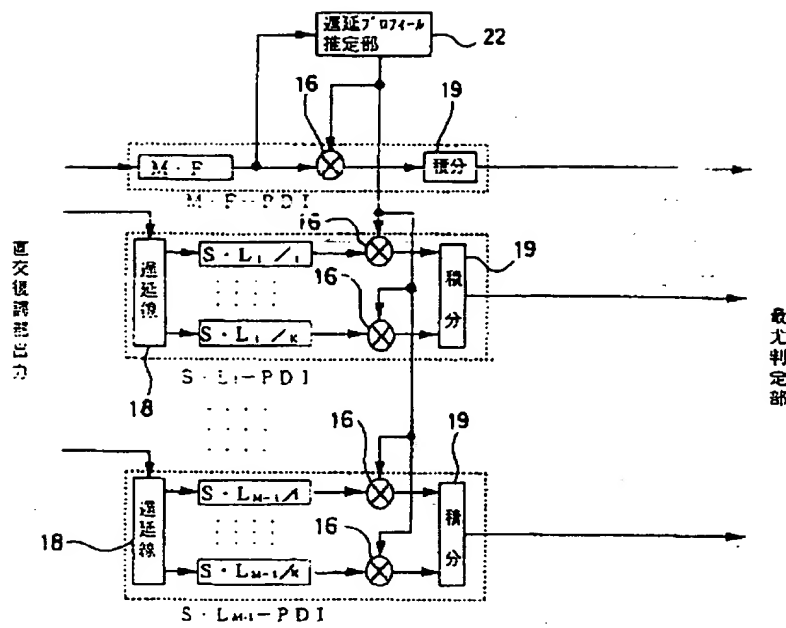


直交復調部出力

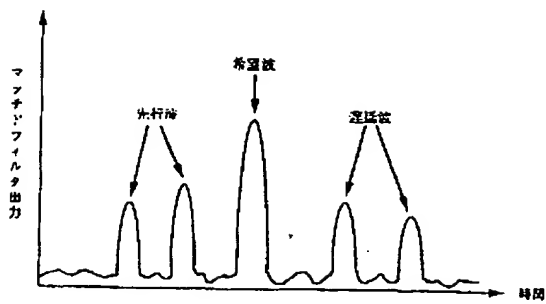
最尤判定部



【図11】



【図12】



しきい値 21

M·F

ゲート

積分

M·F-PDI

遅延線

S·Li-1

S·Li-2

S·Li-k

ゲート

積分

S·Li-PDI

遅延線

S·LM-1

S·LM-2

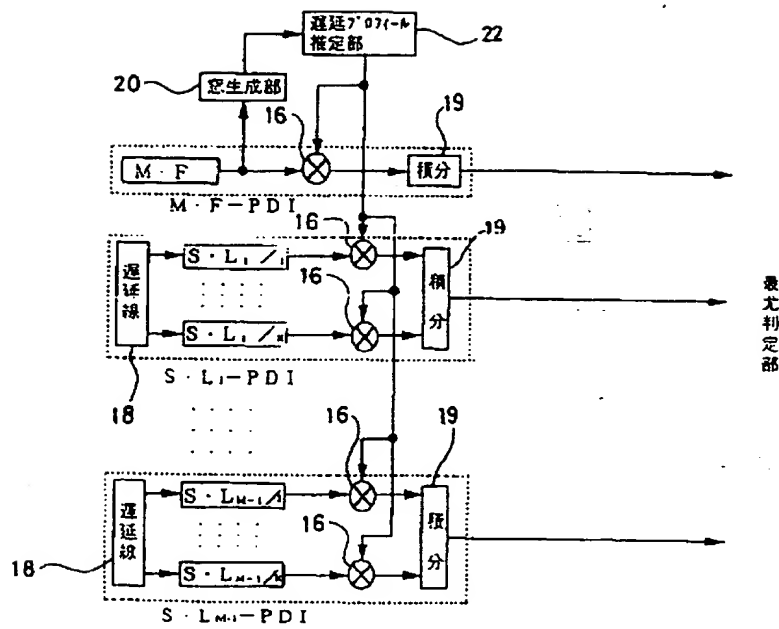
S·LM-k

ゲート

積分

S·LM-PDI

【図14】



【例 15】

